УДК 621.313.333

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩАЯ МОДИФИКАЦИЯ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

А.Г. Гарганеев, А.Т. Яровой*, Л.Ю. Бабушкина*, А.С. Каракулов, С.В. Ланграф, А.А. Расстригин

Томский политехнический университет
*ЗАО «ЭлеСи». г. Томск
E-mail: garganeev@rambler.ru, artyem.yarovoy@elesy.ru

Рассмотрена модифицированная система векторного управления, позволяющая снизить тепловые потери в асинхронном двигателе, работающем при медленно изменяющихся моментах нагрузки. Аналитические зависимости между переменными состояния получены на основе системы уравнений двигателя, записанных в полярных координатах. Разработана структурная схема и имитационная модель системы векторного управления асинхронным двигателем при оптимальном задании потока.

Векторная система управления является одной из самых сложных многоконтурных схем управления асинхронным двигателем (АД). В качестве уставок в такой системе выступают задания по скорости и магнитным потокам машины. Обычно, в таких системах электропривода (ЭП) задание по потоку является фиксированным, близким к номинальному значению. Однако, такой подход к управлению, обеспечивая высокую динамику ЭП, является неоптимальным в смысле энергопотребления.

В данной работе предлагается модифицированная схема векторного управления, позволяющая снизить тепловые потери АД в медленно изменяющихся неноминальных режимах работы АД. Все выводы получены на основе модели АД без учета насыщения магнитной цепи, потерь в стали и вытеснения тока в проводниках [1, 2].

Рассмотрим уравнения состояния АД, где в качестве независимых переменных выступают токи статора i_{sx}, i_{sy} и потокосцепления ротора ψ_{rx}, ψ_{ry}:

$$\begin{cases} pi_{sx} = l_{se}^{-1}(u_{sx} - r_{se}i_{sx} + \alpha'_r\psi_{rx} + \omega k_r\psi_{ry}) \\ pi_{sy} = l_{se}^{-1}(u_{sy} - r_{se}i_{sy} + \alpha'_r\psi_{ry} - \omega k_r\psi_{rx}) \\ p\psi_{rx} = k_r r_r i_{sx} - \alpha_r\psi_{rx} - \omega\psi_{ry} \\ p\psi_{ry} = k_r r_r i_{sy} - \alpha_r\psi_{ry} + \omega\psi_{rx} \\ M = \varsigma_н k_r(\psi_{rx}i_{sy} - \psi_{ry}i_{sx}) \\ p\omega = J^{-1}(M - M_c) \end{cases}, \tag{1}$$

где M – момент на валу АД; ω – угловая скорость вращения ротора; J – момент инерции, приведённый к валу АД; $\zeta_n=S_{s.н}/P_{элм.н}$ – номинальный параметр АД, выраженный через отношение полной и электромагнитной мощностей. Переменные коэффициенты, зависящие от насыщения, определяются следующим образом:

$$k_r=(1+l_m^{-1}l_{r\sigma})^{-1};\alpha_r=k_r r_r l_m^{-1};\ \alpha_r'=k_r\alpha_r-pk_r;$$
$$l_{se}=l_{s\sigma}+k_r l_{r\sigma};\ r_{se}=r_s+k_r^2r_r+pk_r;$$

где $l_m^{-1}=\psi_m^{-1}i_m(\psi_m)$, где l_m, $l_{\sigma i}$ – индуктивности цепи намагничивания и рассеяния (статора и ротора) в соответствии со схемой замещения.

Определим зависимости между переменными состояния в установившемся стационарном режиме. Перейдем к полярным координатам с обозначением амплитуды векторов – ρ, фазы – φ и их принадлежности статору и ротору индексами «s» и «r»:

$$\begin{cases} I_x^s = \rho_I^s\sin\varphi_I^s \\ I_y^s = \rho_I^s\cos\varphi_I^s \\ \psi_x^s = \rho_I^s\sin\varphi_I^s \\ \psi_y^s = \rho_I^s\cos\varphi_I^s \end{cases}, \begin{cases} \rho_I^s = \sqrt{(I_x^s)^2 + (I_y^s)^2} \\ \varphi_I^s = \operatorname{arctg}\left[\dfrac{I_y^s}{I_x^s}\right] \\ \rho_\psi^r = \sqrt{(\psi_x^r)^2 + (\psi_y^r)^2} \\ \varphi_\psi^r = \operatorname{arctg}\left[\dfrac{\psi_y^r}{\psi_x^r}\right] \end{cases},$$

$$\begin{cases} \rho_I^s\dot\rho_I^s = I_x^s\dot I_x^s + I_y^s\dot I_y^s \\ (\rho_I^s)^2\dot\varphi_I^s = I_x^s\dot I_y^s - I_y^s\dot I_x^s \\ \rho_\psi^r\dot\rho_\psi^r = \psi_x^r\dot\psi_x^r + \psi_y^r\dot\psi_y^r \\ (\rho_\psi^r)^2\dot\varphi_\psi^r = \psi_x^r\dot\psi_y^r - \psi_y^r\dot\psi_x^r \end{cases}. \tag{2}$$

С учетом (1) и (2) имеем:

$$\begin{cases} \dot\rho_I = \left[\dfrac{k_r^2R_r}{l_el_m}\cos(\varphi_I - \varphi_\psi) - \dfrac{\omega k_r}{l_e}\sin(\varphi_I - \varphi_\psi)\right]\rho_\psi - \\ -\dfrac{(R_s + k_r^2R_r)}{l_e}\rho_I + \dfrac{\rho_u}{l_e}\cos(\varphi_U - \varphi_I) \\ \rho_I\dot\varphi_I^s = \dfrac{\rho_u}{l_e}\sin(\varphi_U - \varphi_I) - \left[\begin{array}{l}\dfrac{k_r^2R_r}{l_el_m}\sin(\varphi_I - \varphi_\psi) + \\ + \dfrac{\omega k_r}{l_e}\cos(\varphi_I - \varphi_\psi)\end{array}\right]\rho_\psi \,. \\ \dot\rho_\psi = k_rR_r\rho_I[\cos(\varphi_I - \varphi_\psi) - \dfrac{\rho_\psi}{l_m}] \\ \rho_I^s\dot\varphi_\psi^r = k_rR_r\rho_I\sin(\varphi_I - \varphi_\psi) + \rho_\psi^r\omega \\ M = k_r\rho_I^s\rho_\psi^r\sin(\varphi_I - \varphi_\psi) \end{cases} \tag{3}$$

Из системы (3) получим взаимосвязи между переменными состояния в стационарном режиме.

Введем обозначение: $f=\dot\varphi_U^s$ – частота питающего напряжения, $\beta=f-\omega$ – скольжение и положим производные от амплитуд векторов нулю, а производные от фаз, равные f. Тогда система (3) превращается в алгебраическую:

$$\begin{cases} 0 = \left[\dfrac{k_r{}^2 R_r}{l_e} \cos(\varphi_I^s - \varphi_\psi^r) - \omega k_r \sin(\varphi_I^s - \varphi_\psi^r) \right] \rho_\psi^r - \\ -(R_s + k_r{}^2 R_r)\rho_I^s + \rho_U^s \cos(\varphi_U^s - \varphi_I^s) \\ \rho_I^s f = \dfrac{\rho_U^s}{l_e} \sin(\varphi_U^s - \varphi_I^s) - \left[\begin{array}{l} \dfrac{k_r{}^2 R_r}{l_e l_m} \sin(\varphi_I^s - \varphi_\psi^r) + \\ + \dfrac{\omega k_r}{l_e} \cos(\varphi_I^s - \varphi_\psi^r) \end{array} \right] \rho_\psi^r . \\ \rho_\psi^r = l_m \rho_I^s \cos(\varphi_I^s - \varphi_\psi^r) \\ \rho_\psi^r \beta = k_r R_r \rho_I^s \sin(\varphi_I^s - \varphi_\psi^r) \\ M = k_r \rho_I^s \rho_\psi^r \sin(\varphi_I^s - \varphi_\psi^r) \end{cases} \tag{4}$$

Система (4) полностью описывает стационарные состояния АД.

Как известно, параметром эффективности системы преобразования энергии является КПД, который для АД имеет следующий вид:

$$\eta_{\omega,\rho_\psi^{ref}}(M) = \frac{M\omega}{\rho_U \rho_I \cos(\varphi_U - \varphi_I)}. \tag{5}$$

Здесь в качестве аргумента выступает момент на валу АД, а скорость и уставка по потокосцеплению в роли параметров зависимости. Из 3-го и 4-го уравнений системы (4) и определения электромагнитного момента нетрудно вычислить величину установившегося тока как функцию уставки по потокосцеплению и моменту на валу:

$$\rho_I{}^2 = \frac{\rho_\psi{}^2}{l_m{}^2} - \frac{M^2}{k_r{}^2 \rho_\psi{}^2}. \tag{6}$$

Используя полученное тождество, 1-ое уравнение системы (4), а также определение КПД (5), получим:

$$\eta_{\omega,\rho_\psi^{ref}}(M) = \frac{M\omega}{\dfrac{M^2}{k_r{}^2 \rho_\psi{}^2}(R_s + k_r{}^2 R_r) + \dfrac{\rho_\psi{}^2}{l_m{}^2} R_s + M\omega}. \tag{7}$$

Проанализируем характер зависимости КПД от скорости и момента. Вычисляя производную (7) по моменту и приравнивая ее нулю можно определить момент, соответствующий максимальному значению КПД:

$$M_{опт} = \frac{\rho_\psi{}^2 k_r}{l_m} \sqrt{\frac{R_s}{(R_s + k_r{}^2 R_r)}}. \tag{8}$$

КПД при данном моменте нагрузки определится следующим выражением:

$$\eta_{max} = \frac{k_r l_m \omega}{2\sqrt{(R_s + k_r{}^2 R_r) R_s} + k_r l_m \omega}. \tag{9}$$

При отклонении нагрузки от оптимального значения наблюдается снижение КПД, обусловленное поддержанием постоянного значения потока. Это приводит к тому, что система в целом несет неоправданные потери в обмотках. Таким образом, приходим к задаче о поддержании оптимального значения потока, нужного для поддержания требуемого момента и максимального КПД, или же, что эквивалентно, к задаче минимизации потерь в обмотках для фиксированных частоты и момента. При этом следует минимизировать функцию (10):

$$Q = R_r(\rho_I^r)^2 + R_s(\rho_I^s)^2. \tag{10}$$

Управление АД определяется напряжением и частотой. В общем случае поставленную задачу можно свести к выбору таких ρ_U^s и f, чтобы каждый раз, когда точно известна нагрузка на валу двигателя M и дано задание по скорости ω_{ref} в стационарном режиме значение величины Q было бы минимальным. Используя ур. (6), а также 3-е и 4-е уравнения системы (4), можно показать, что единственный параметр, от которого зависят модули токов ρ_I^r и ρ_I^s при постоянной нагрузке M в стационарном режиме – это скольжение β. Поэтому разумно сформулировать задачу (10) как поиск оптимального скольжения, при котором сумма квадратов токов с весами минимальна и, следовательно:

$$\begin{gathered} Q(\beta_{опт})\big|_{M=\text{const}} = \min Q(\beta), \\ \left.\frac{\partial Q(\beta)}{\partial \beta}\right|_{M=const} = 0 \Rightarrow \beta_{опт}. \end{gathered} \tag{11}$$

Для нахождения точного решения (11) необходимо квадраты токов статора и ротора представить в виде функций скольжения β и внешней нагрузки M. Для модуля тока статора и модуля потокосцепления ротора это:

$$\begin{gathered} \rho_I^s(\beta, M) = \sqrt{\frac{\alpha_r{}^2 + \beta^2}{\alpha_r \beta} \frac{M}{l_m}}, \\ \rho_\psi^r(\beta, M) = \sqrt{\frac{R_r M}{\beta \xi}}, \quad \text{где} \quad \alpha_r = \frac{k_r R_r}{l_m}. \end{gathered} \tag{12}$$

Используя связь вектора тока ротора с векторами тока статора и потокосцепления ротора

$$\vec{\boldsymbol{I}}^r = \left[\left(\frac{1}{k_s} - k_r \right) \vec{\boldsymbol{\psi}}^r - l_{se} \vec{\boldsymbol{I}}^s \right] / l_{re},$$

можно получить аналогичное выражение:

$$\rho_I^r(\beta, M) = \\ = \left(\frac{1}{l_{re}} \right) \sqrt{ \left\{ \begin{array}{l} \left(\dfrac{1}{k_s} - k_r \right)^2 - \\ - \dfrac{2 l_{se}}{l_m} \left(\dfrac{1}{k_s} - k_r \right) \end{array} \right\} \frac{R_r M}{\beta \xi} + l_{se}{}^2 \frac{\alpha_r{}^2 + \beta^2}{\alpha_r \cdot \beta} \frac{M}{l_m} }. \tag{13}$$

Учитывая (12) и (13), получим минимизируемую функцию $Q(\beta)$:

$$\begin{cases} Q(\beta) = R_r \rho_I^r(\beta)^2 + R_s \rho_I^s(\beta)^2 = \\ = M\left(\dfrac{A}{\beta} + B\dfrac{\alpha_r^{\,2} + \beta^2}{\alpha_r \beta}\right) \\ A = \dfrac{1}{\xi}\left(\dfrac{R_r}{l_{se}}\right)^2 \left[\left(\dfrac{1}{k_s} - 1\right)^2 - \dfrac{2l_{se}}{l_m}\left(\dfrac{1}{k_s} - 1\right)\right]. \\ B = \dfrac{\left(R_s + \left(\dfrac{l_{se}}{l_{re}}\right)^2 R_r\right)}{l_m} \end{cases} \quad (14)$$

Теперь из (4) и (11) можно определить оптимальные значения скольжения $\beta_{опт}$, потокосцепления $(\rho_\psi^r)_{опт}$ и угла $\Delta\varphi_{опт}=\varphi_I^s-\varphi_\psi^r$:

$$\beta_{опт} = \alpha_r \sqrt{1 + \frac{A}{\alpha_r B}}; \quad \sin(\Delta\varphi_{опт}) = \sqrt{\frac{A + \alpha_r B}{A + 2\alpha_r B}};$$

$$(\rho_\psi^r)_{опт} = \sqrt{\frac{R_r M}{\alpha_r \xi \sqrt{1 + \dfrac{A}{\alpha_r B}}}}. \quad (15)$$

Можно сделать вывод о том, что, если в стационарных режимах поддерживать скольжение согласно (15), то суммарная мощность потерь в обмотках АД будет минимальной из всех возможных. Важно отметить, что оптимальное скольжение не зависит ни от внешней нагрузки, ни от скорости вращения ротора. Следует также отметить независимость полученных выражений $\beta_{опт}$ и $\sin(\Delta\varphi_{опт})$ от параметров питания АД, что обеспечивает возможность использовать полученные критерии оптимальности при любом управлении двигателем.

Рассмотрим построение модифицированной векторной системы управления АД с оптимальными настройками. Для оценки эффективности работы оптимальной системы возьмем разность двух КПД: модифицированной векторной системы управления и обычной векторной системы с фиксированной уставкой по потоку:

$$\Delta\eta = \eta_{max}(\omega) - \eta_{\omega,\rho^{ref}}(M) =$$
$$= \frac{k_r l_m \omega}{2\sqrt{(R_s + k_r^{\,2} R_r)R_s} + k_r l_m \omega} -$$
$$- \frac{M\omega}{\dfrac{M^2}{k_r^{\,2}\rho_\psi^{\,2}}(R_s + k_r^{\,2} R_r) + \dfrac{\rho_\psi^{\,2}}{l_m^{\,2}} R_s + M\omega}. \quad (16)$$

На рис. 1 приведен контурный график зависимости (16) при поддержании номинального потока для двигателя АИР100S4У3.

Из рис. 1 видно, что при применении модифицированной системы управления выигрыш по КПД в режимах, отличных от номинального, может достигать до 20 %.

Структурная схема векторного управления АД при оптимальном задании потока представлена на рис. 2. Эта схема основана на определении задающего воздействия по потокосцеплению ротора согласно желаемому значению электромагнитного момента.

Основными элементами схемы являются задатчики интенсивности потока (ЗИП) и скорости (ЗИС), блок компенсации (БК), формирователь оптимального потока (ФОП), а также блок АД, представляющий собой модель АД с учетом преобразователей координат.

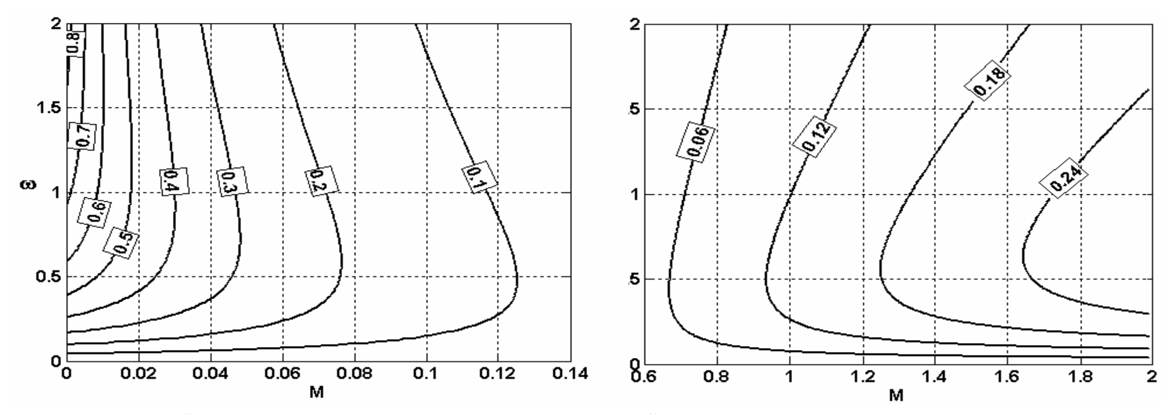


Рис. 1. *Контурный график для оценки эффективности оптимальной системы управления*

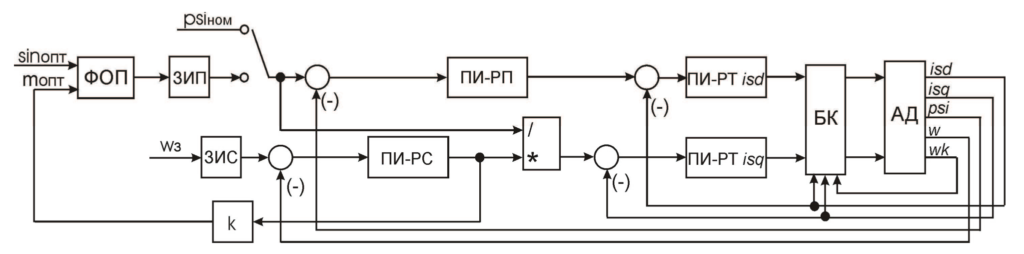


Рис. 2. *Структурная схема векторного управления АД при оптимальном задании потокосцепления*

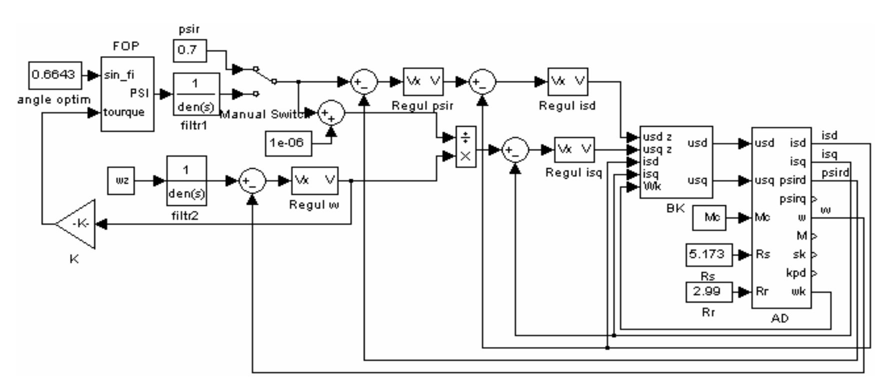


Рис. 3. *Имитационная модель системы векторного управления АД при оптимальном задании потока*

На рис. 2 приняты обозначения: $psi_{ном}$ – номинальный поток, $\sin_{опт}$ – оптимальное задающее воздействие по синусу угла между вектором тока статора и вектором потокосцепления ротора, $m_{опт}$ – оптимальный момент; $w_з$ – задающее воздействие по скорости вращения ротора, *isd*, *isq* – компоненты тока статора по оси *d* и *q*, *psi* – модуль потокосцепления ротора, *w*, *wk* – угловые скорости вращения ротора и координат, $k=\xi \cdot k_r$ – коэффициент, рассчитываемый по параметрам двигателя.

В системе векторного управления имеются два независимых канала управления: скоростью и потокосцеплением ротора. При этом задающими сигналами являются воздействие по скорости и по углу между векторами тока статора и потокосцепления ротора. Для достижения максимального КПД значение угла необходимо сделать равным оптимальному.

Регулятор скорости (ПИ-РС), регулятор потока (ПИ-РП) и регуляторы тока (ПИ-РТ i_{sd}, ПИ-РТ i_{sq}) выступают как корректирующие устройства.

В векторной системе управления величина потокосцепления $|\vec{\psi}_r|$ в установившихся и переходных режимах работы АД остается неизменной, следовательно $\frac{d|\vec{\boldsymbol{\psi}}_r|}{dt} = 0$. Таким образом:

$$|\vec{\boldsymbol{\psi}}_r| = \frac{k_r r_r i_{sd}}{\alpha_r}, \quad M = \xi k_r \frac{k_r r_r i_{sd}}{\alpha_r} i_{sq}.$$

Так как $\Delta\varphi = \operatorname{arctg}\frac{i_{sq}}{i_{sd}}$, и $i_{sd} = \frac{i_{sq}}{\operatorname{tg}\Delta\varphi}$, то

$$M = \xi \frac{k_r^2 r_r}{\alpha_r} \frac{i_{sq}^2}{\operatorname{tg}\Delta\varphi}, \; i_{sq} = \sqrt{\frac{M \alpha_r \operatorname{tg}\Delta\varphi}{\xi k_r^2 r_r}},$$

$$i_{sd} = \sqrt{\frac{M\alpha_r}{\xi k_r^2 r_r \operatorname{tg}\Delta\varphi}}$$

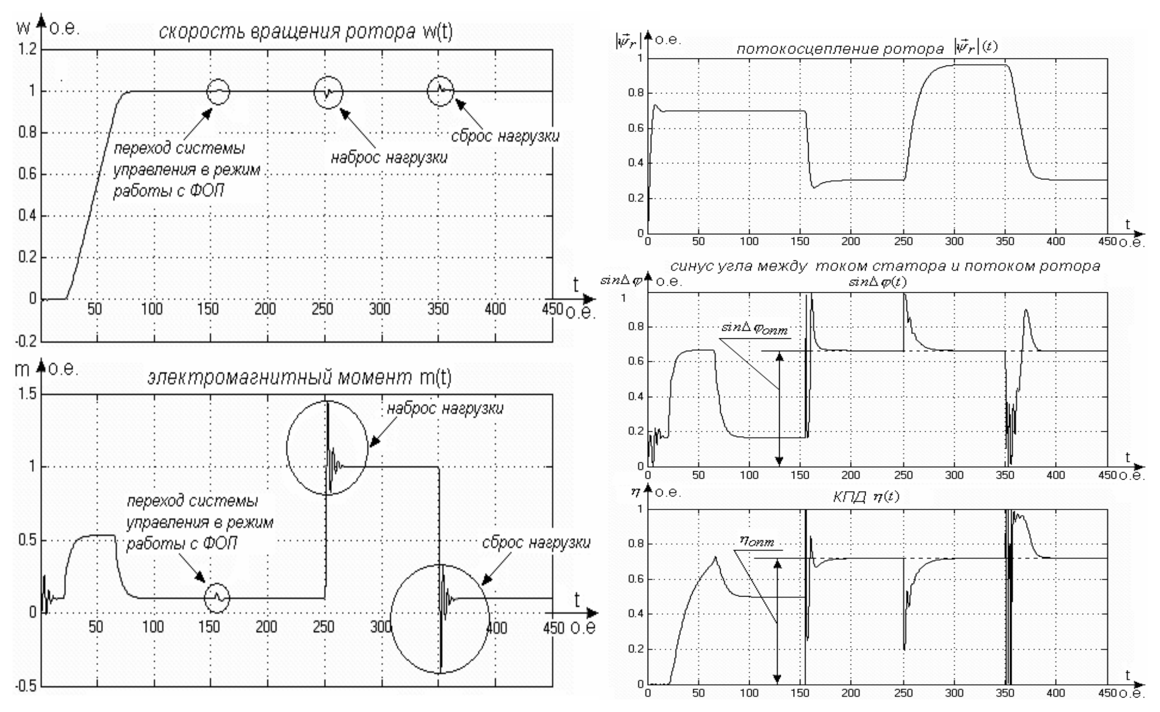


Рис. 4. *Переходные процессы в векторной системе управления при оптимальном задании потокосцепления*

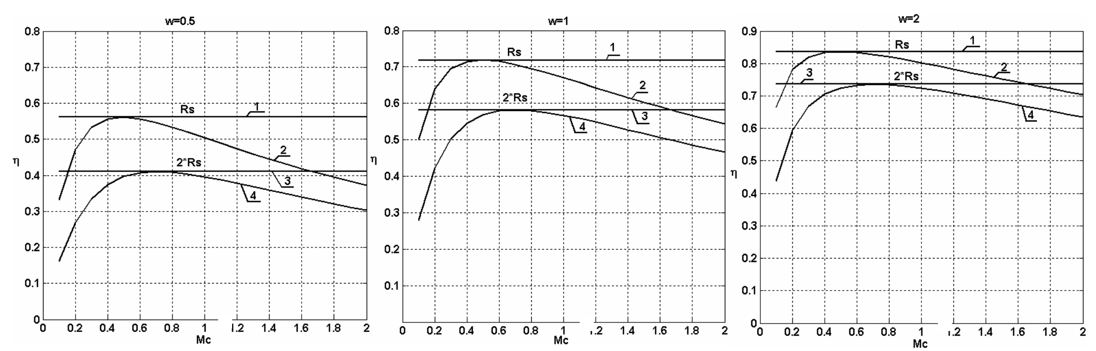


Рис. 5. Зависимости КПД от момента нагрузки в результате работы векторной системы управления (2, 4), а также векторной системы управления при оптимальном задании потока (1, 3) при изменении сопротивления статора R_s и скорости вращения ротора ω.

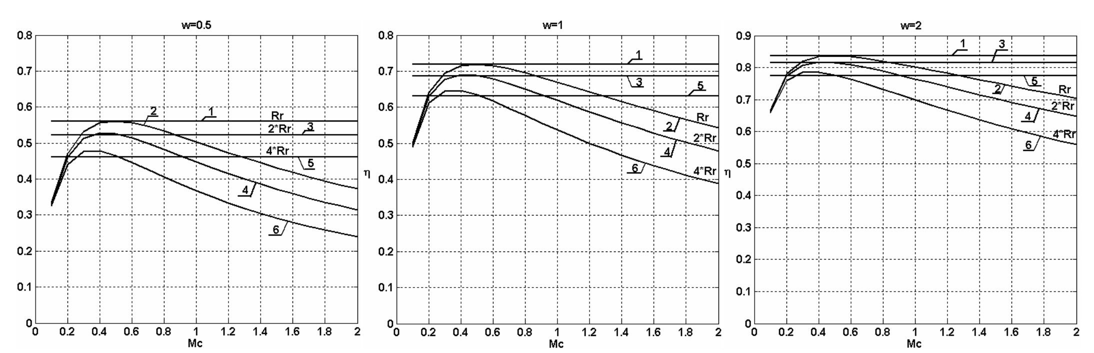


Рис. 6. Зависимости КПД от момента нагрузки в результате работы векторной системы управления (2, 4, 6), а также векторной системы управления при оптимальном задании потока (1, 3, 5) при изменении сопротивления ротора R_r и скорости вращения ротора ω.

и для оптимального потокосцепления имеем:

$$\psi_{ronm} = \sqrt{\frac{Mr_r}{\xi \alpha_r \operatorname{tg} \Delta\varphi_{onm}}},$$

где M – уставка по электромагнитному моменту двигателя, $\Delta\varphi_{onm}$ – оптимальный угол между током статора и потокосцеплением ротора, ξ, a_r, r_r – безразмерные коэффициенты, рассчитываемые по параметрам двигателя.

На рис. 3 представлена построенная в пакете MATLAB имитационная модель системы векторного управления АД при оптимальном задании потокосцепления.

Контуры токов i_{sd}, i_{sq} и потокосцепления настроены на модульный оптимум, а контур скорости – на симметричный оптимум с фильтром на входе контура. Пуск АД происходит при номинальном задающем воздействии по потоку и на номинальную скорость. Момент нагрузки условно равен 0,1 о.е. После окончания переходных процессов, включается ФОП, и через некоторое время нагрузка увеличивается до номинальной. Затем происходит сброс нагрузки.

С учетом

$$\sin\Delta\varphi = \sqrt{1 - \left(\frac{i_{sx}\psi_{rx} + i_{sy}\psi_{ry}}{\sqrt{i_{sx}^2 + i_{sy}^2} \cdot \sqrt{\psi_{rx}^2 + \psi_{ry}^2}} \right)^2} \quad \text{и} \quad \eta = \frac{P_{мех}}{P_{эл}},$$

где $P_{эл}=i_{sx}\cdot u_{sx}+i_{sy}\cdot u_{sy}$; $P_{мех}=(i_{rx}\cdot\psi_{ry}-i_{ry}\cdot\psi_{rx})\cdot\omega$, получаем переходные процессы скорости вращения ротора $\omega(t)$, электромагнитного момента $m(t)$, потокосцепления ротора $|\vec{\psi}_r|(t)$, синуса угла между током статора и потоком ротора $\sin\Delta\psi(t)$, КПД $\eta(t)$ в векторной системе управления при оптимальном задании потокосцепления (рис. 4).

Зависимости КПД от момента нагрузки в результате работы векторной системы управления, а также векторной системы управления при оптимальном задании потока при изменении сопротивлений статора R_s и ротора R_r представлены на рис 5, 6.

Проведенный теоретический анализ и выводы об эффективности рассмотренного модифицированного способа векторного управления при использовании в качестве задающей величины угла между векторами тока статора и потокосцепления ротора были подтверждены на асинхронном электроприводе, реализованным на основе IGBT-инвертора с ШИМ и DSP-процессора фирмы Texas Instruments TMS 320-2403.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дмитриенко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 234 с.
2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.